

This Page Is Inserted by IFW Operations
and is not a part of the Official Record

BEST AVAILABLE IMAGES

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images may include (but are not limited to):

- BLACK BORDERS
- TEXT CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES
- FADED TEXT
- ILLEGIBLE TEXT
- SKEWED/SLANTED IMAGES
- COLORED PHOTOS
- BLACK OR VERY BLACK AND WHITE DARK PHOTOS
- GRAY SCALE DOCUMENTS

IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.

**As rescanning documents *will not* correct images,
please do not report the images to the
Image Problems Mailbox.**

1/5/1
DIALOG(R) File 351:Derwent WPI
(c) 2001 Derwent Info Ltd. All rts. reserv.

011179714 **Image available**
WPI Acc No: 1997-157639/199715
XRPX Acc No: N97-130169

**Mobile station especially for use with code division multiple access
mobile system - has frequency controller which detects frequency error
from first step phase correction signal that is fed to averaging circuit
which outputs phase correction signal to control VCO frequency**

Patent Assignee: HITACHI LTD (HITA); HITACHI SEISAKUSHO KK (HITA)

Inventor: DOI N; OHGOSHI Y; YANO T; NOGOSHI Y; TOI N

Number of Countries: 007 Number of Patents: 009

Patent Family:

Patent No	Kind	Date	Applicat No	Kind	Date	Week
EP 762666	A2	19970312	EP 96114399	A	19960909	199715 B
JP 9083484	A	19970328	JP 95232227	A	19950911	199723
CA 2184938	A	19970312	CA 2184938	A	19960906	199729
KR 97019256	A	19970430	KR 9638855	A	19960909	199820 N
US 5943329	A	19990824	US 96709734	A	19960909	199941
JP 2000082976	A	20000321	JP 95232227	A	19950911	200025
			JP 99185162	A	19950911	
CA 2184938	C	20000523	CA 2184938	A	19960906	200039
JP 3200547	B2	20010820	JP 95232227	A	19950911	200149
US 6292477	B1	20010918	US 96709734	A	19960909	200157
			US 99299101	A	19990426	

Priority Applications (No Type Date): JP 95232227 A 19950911; KR 9638855 A 19960909; JP 99185162 A 19950911

Patent Details:

Patent No	Kind	Lan Pg	Main IPC	Filing Notes
-----------	------	--------	----------	--------------

EP 762666	A2	E 22	H04B-001/707	
-----------	----	------	--------------	--

Designated States (Regional): DE FR GB

JP 9083484	A	12	H04J-013/00
------------	---	----	-------------

CA 2184938	A		H04B-007/216
------------	---	--	--------------

KR 97019256	A		H04L-027/34
-------------	---	--	-------------

US 5943329	A		H04B-007/216
------------	---	--	--------------

JP 2000082976	A	12	H04B-001/707	Div ex application JP 95232227
---------------	---	----	--------------	--------------------------------

CA 2184938	C	E	H04B-007/216
------------	---	---	--------------

JP 3200547	B2	15	H04J-013/00	Previous Publ. patent JP 9083484
------------	----	----	-------------	----------------------------------

US 6292477	B1		H04B-007/216	Cont of application US 96709734
------------	----	--	--------------	---------------------------------

Cont of patent US 5943329

Abstract (Basic): EP 762666 A

The mobile station has a detection circuit including a voltage controlled oscillator (VCO) (63) that supplies a carrier to a RF quadrature demodulator (57) which demodulates the received RF band signals.

A frequency controller (70) detects a frequency error from a first step phase correction signal that is fed to an averaging circuit. This circuit outputs the phase correction signal. The controller generates from the error a control signal to control the frequency of the oscillator.

ADVANTAGE - Enables stable signal reception with minimum of bit error.

Dwg.1/19

Title Terms: MOBILE; STATION; CODE; DIVIDE; MULTIPLE; ACCESS; MOBILE; SYSTEM; FREQUENCY; CONTROL; DETECT; FREQUENCY; ERROR; FIRST; STEP; PHASE; CORRECT; SIGNAL; FEED; AVERAGE; CIRCUIT; OUTPUT; PHASE; CORRECT; SIGNAL; CONTROL; VCO; FREQUENCY

Index Terms/Additional Words: CDMA

Derwent Class: U23; U25; W01; W02

International Patent Class (Main): H04B-001/707; H04B-007/216; H04J-013/00; H04L-027/34

International Patent Class (Additional): H04B-007/26; H04B-014/06; H04Q-007/22; H04Q-007/32

File Segment: EPI

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 2000-082976

(43)Date of publication of application : 21.03.2000

(51)Int.Cl.

H04B 1/707

H04B 7/26

(21)Application number : 11-185162

(71)Applicant : HITACHI LTD

(22)Date of filing : 11.09.1995

(72)Inventor : OGOSHI YASUO

YANO TAKASHI

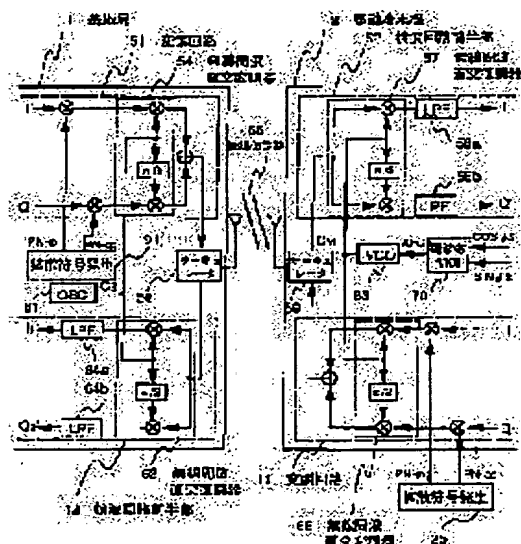
DOI NOBUKAZU

(54) CDMA SYSTEM MOBILE COMMUNICATION SYSTEM

(57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To realize stable detection with less bit errors in a mobile terminal machine by detecting a frequency error through the use of a pilot signal obtained by inverse spread and controlling the frequency of a carrier so that error becomes zero.

SOLUTION: A reception signal is supplied to a radio frequency orthogonal demodulator 57 through a circular 59. A higher harmonic component in the output signal of the demodulator 57 is removed through a low-pass filter 56, and signals I' and Q' are obtained. A voltage controlled oscillator 63 is used as a circuit supplying a carrier CM given to the demodulator 57. A frequency control part 70 outputting a control signal AFC detects that a phase shift ϕ is deviated by $\Delta\phi$ as phase change before and after the period of one symbol by the frequency error of the oscillator 63, supplies the ain component to an integrator and outputs the control signal from the integrator. At that time, the controller 70, the oscillator 63, the radio frequency orthogonal demodulator 57, an inverse spread part and an accumulator forms a circulating control loop, the integrator integrates a signal $\text{SIN}\Delta\phi$; and it operates to make the signal approximately zero.



LEGAL STATUS

[Date of request for examination]

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number]

[Date of registration]

[Number of appeal against examiner's decision]

of rejection]

[Date of requesting appeal against examiner's
decision of rejection]

[Date of extinction of right]

Copyright (C); 1998,2000 Japan Patent Office

(19)日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11)特許出願公開番号

特開2000-82976 ✓

(P2000-82976A)

(43)公開日 平成12年3月21日(2000.3.21)

(51)Int.Cl.⁷

H 0 4 B 1/707
7/26

識別記号

F I

H 0 4 J 13/00
H 0 4 B 7/26

テマコード(参考)

D
M

審査請求 未請求 請求項の数6 O L (全 12 頁)

(21)出願番号 特願平11-185162
(62)分割の表示 特願平7-232227の分割
(22)出願日 平成7年9月11日(1995.9.11)

(71)出願人 000005108
株式会社日立製作所
東京都千代田区神田駿河台四丁目6番地
(72)発明者 大越 康雄
東京都国分寺市東恋ヶ窪1丁目280番地
株式会社日立製作所中央研究所内
(72)発明者 矢野 隆
東京都国分寺市東恋ヶ窪1丁目280番地
株式会社日立製作所中央研究所内
(72)発明者 土居 信数
東京都国分寺市東恋ヶ窪1丁目280番地
株式会社日立製作所中央研究所内
(74)代理人 100061893
弁理士 高橋 明夫 (外1名)

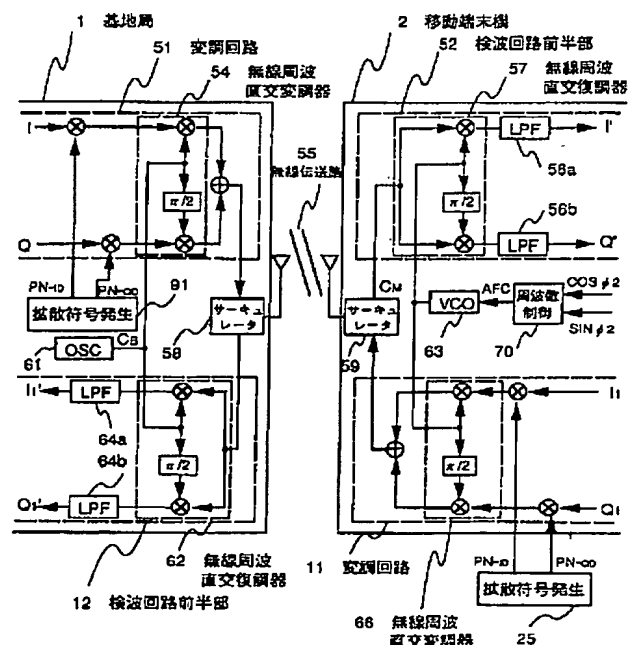
(54)【発明の名称】 CDMA方式移動通信システム

(57)【要約】

【目的】ビット誤りが少ない安定した受信を可能にする改良されたCDMA方式移動通信システムを提供すること。

【構成】無線周波直交復調器に搬送波を供給する回路として電圧制御発振器を採用し、かつ、前段階位相補正信号から周波数誤差を検出して同発振器への制御信号を生成する周波数制御部を設ける。周波数制御部は、前段階位相補正信号と同信号の所定の遅延時間前の信号とから周波数誤差に基づく位相変化分を抽出する回路と同位相変化分を積分して結果を前記制御信号として出力する積分回路とで実現する。なお、前記所定の遅延時間は、前段階位相補正信号を入力して位相補正信号を出力する平均化部の平均化に要する遅延時間を越えない範囲に設定されていることが望ましい。また、無線周波直交変調器に与える搬送波を前記電圧制御発振器から供給することが望ましい。

図 1



【特許請求の範囲】

【請求項1】データとともにパイロット信号が送信され、受信したパイロット信号の逆拡散後の信号から位相補正信号を抽出し、受信データの位相誤差を同補正信号により補正して検波を行なうCDMA（Code Division Multiple Access：符号分割多元接続）方式の通信システムにおいて、無線周波帯域の受信信号を復調する無線周波直交復調器に搬送波を供給する電圧制御発振器と、前記位相補正信号を出力する平均化部に供給される前段階位相補正信号から周波数誤差を検出して前記発振器の周波数を制御するための制御信号を同誤差から生成する周波数制御部とを備えた検波方式を有する移動端末機と、複数の当該移動端末機と共に上り回線及び下り回線を形成する基地局とをもって構成されることを特徴とするCDMA方式移動通信システム。

【請求項2】前記周波数制御部は、前段階位相補正信号と同信号の所定の遅延時間前の信号とから周波数誤差に基づく位相変化分を抽出する回路と、同位相変化分を積分して結果を前記制御信号として出力する積分回路とで構成されていることを特徴とする請求項1に記載のCDMA方式移動通信システム。

【請求項3】前記所定の遅延時間は、前記平均化部の平均化に要する遅延時間を越えない範囲に設定されていることを特徴とする請求項2に記載のCDMA方式移動通信システム。

【請求項4】前記移動端末機は、前記電圧制御発振器から搬送波を供給される無線周波直交変調器（無線周波数帯域の送信信号を出力する変調器）を備えていることを特徴とする請求項1～請求項3のいずれかに記載のCDMA方式移動通信システム。

【請求項5】前記移動端末機は、拡散比をデータのビットレートに応じて変化して設定し、チップレートが一定である送信信号を生成するものであることを特徴とする請求項4に記載のCDMA方式移動通信システム。

【請求項6】無線周波数帯域の受信信号を復調する無線周波直交復調器に搬送波を供給する電圧制御発振器と、同発振器の周波数を制御するための制御信号を生成する周波数制御部と、同制御部に供給する入力信号を生成する仮判定部とを備え、同仮判定部に供給される入力信号は、逆拡散後のデータのcos成分とsin成分からなり、仮判定部は、同成分の符号が1シンボル後に反転している場合に同成分の符号を個別に反転して出力し、反転がない場合には同成分を個別にそのまま出力するものであり、周波数制御部は、仮判定部出力の信号と同信号の所定の遅延時間前の信号とから周波数誤差に基づく位相変化分を抽出し、同位相変化分の積分結果を前記制御信号として出力するものである検波方式を有する移動端末機と、複数の当該移動端末機と共に上り回線及び下り回線を形成する基地局とをもって構成されることを特徴とするCDMA（Code Division Multiple Access：符号分

割多元接続）方式移動通信システム。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【産業上の利用分野】本発明は、CDMA（Code Division Multiple Access：符号分割多元接続）方式を用いた移動通信システムに関する。

【0002】

【従来の技術】CDMA方式は、スペクトル拡散符号を用いて複数の通信チャネルを多重化する方式である。各通信チャネルにそれぞれ異なる拡散符号が割り当てられる。送信する信号は、自チャネルの拡散符号で乗算（拡散）され、他のチャネルの拡散された信号と混合されて多重化され、伝送される。受信において、多重化信号が同じ拡散符号で乗算（逆拡散）され、相関がとれた自チャネルの信号のみが取り出される。このとき、他チャネルの信号は、拡散符号が異なるので相関がとれずに雑音になるだけである。雑音のレベルは、妨害にならないように低くすることができる。CDMA方式は、周波数利用を飛躍的に向上させる方式として注目され、一部で実用に供されている。

【0003】このような拡散符号を用いてCDMA方式の通信を行なう場合、送信の拡散に先立って何らかの変調、例えばQPSK（Quadrature Phase Shift Keying）変調が行なわれ、受信の際、逆拡散のあと復調が行なわれる。逆拡散と復調の過程が検波であり、送られた信号が検波後に復元される。一般的な検波方式として、PLL（Phase Locked Loop）回路を用いた同期検波方式と、遅延検波方式がある。更に最近、パイロット信号を利用した別の同期検波方式が提案された。

【0004】CDMA方式を移動通信システムに適用する場合、一般的な同期検波方式においては、移動端末機が移動しているときに揺らぎの大きいフェージングが発生するとビット誤り率が劣化する。また、遅延検波方式においては、移動端末機が静止しているときにも無線伝送路の回線雑音によってビット誤り率が低下する。パイロット信号利用の同期検波方式は、移動中及び静止時のいずれにおいてもビット誤り率の劣化を少なくする方式として提案されたもので、1994年電子情報通信学会秋季大会論文集B-5無線通信システムA、Bの第306頁（大越康雄他：CDMA移動通信における同期検波方式の検討）で開示されている。

【0005】以下に同文献を参照し、これに若干の説明を付加して、パイロット信号利用方式を用いた従来の移動通信システムについて下り回線（基地局から移動端末機への回線）を対象に説明する。図13は、データ（情報）を送信する基地局1の変調回路51と移動端末機2における検波回路の前半部52を示したものである。なお基地局1は、複数の移動端末機2へ送信を行なうが、同図では、一つの端末機を対象にした構成を代表例として示す。

【0006】変調回路51（図13左半分）において、データは、まずQPSK変調（図示せず）を受け、同相成分信号I（In-Phase）と、直交成分信号Q（Quadrature）に分けられる。信号I、Qは、それぞれ信号I用の拡散符号信号PN-ID及び信号Q用の拡散符号信号PN-QDで拡散（乗算）される。両拡散符号信号は、拡散符号発生部91から供給される。拡散符号信号PN-ID、PN-QDのレート（以下チップレートという）によって、信号I、Qのレートは、拡散後に、拡散される前のレート（以下シンボルレートという）のk倍（k：拡散比）になり、チップレートになる。拡散された信号は、無線周波直交変調器54を経て相互に直交する無線周波数帯域の信号となり、アンテナから送信される。温度補償型水晶発信器61は、変調器54に搬送波C_Bを供給するためのものである。

【0007】次に、パイロット信号を説明する。送信の回路は、図13の左半分とほぼ同じであるので図示を省略したが、パイロット信号は、データの場合と同じチップレートの拡散符号信号PN-IPからなる信号I_pと、拡散符号信号PN-QPからなる信号Q_pで構成される。両者は、データの場合と同一の搬送波C_Bによって無線周波直交変調を受け、相互に直交する信号となってデータと同じ無線周波数帯域で送信される。パイロット信号は、復調のための基準信号となるもので、全チャネルで共通に用いられる。

【0008】移動端末機2の検波回路の前半部52（図13右半分）において、アンテナからの受信信号（データ及びパイロット信号）は、無線周波直交復調器57を経たあと、低域濾波器56により高調波成分が除去され、信号I'、Q'となる。水晶発信器60は、復調器57に搬送波C_Mを供給するものである。信号I'、Q'は、拡散された信号I、Q（自チャネル宛てのほか、他チャネル宛の全てを含む）とパイロット信号I_p、Q_pからなる。同信号は、フェージングによる位相誤差と発振器60の精度に基づく周波数誤差を含んでいる。

【0009】このような誤差を含むと、信号I'、Q'に位相のずれが生じる。互いに直交しているパイロット信号を直交座標で示した場合、受信したパイロット信号は、座標上で位相のずれだけ回転する。その様子を図14に示した。ずれをφとし、直交復調後の直交座標を座標軸X'、Y'で表わすと、受信信号の座標軸X、Yがφだけ回転してパイロット信号の位置がずれる。その結果、ずれがない場合の信号iがi'に、ずれがない場合の信号qがq'になる。このような変化は、互いに直交している信号に相手の信号が混入して起こる。このことを数式を使って示すと

$$i' = i \cos \phi - q \sin \phi$$

$$q' = q \cos \phi + i \sin \phi$$

である。

【0010】パイロット信号は、逆拡散後に常に一定になる信号であり、通常、 $i = 1$ 、 $q = 1$ である。これがi'、q'になることから、 $\cos \phi$ の値を表わす信号 $\cos \phi$ 、 $\sin \phi$ 値を表わす信号 $\sin \phi$ を求めることができる。この二者があれば、データの位相回転を補正することができる。データも同じ位相のずれを起こしているので、逆拡散後のデータ信号をこの $\cos \phi$ 、 $\sin \phi$ を使ってφだけ逆回転させれば、元の信号I、Qが正しく復元される。このように、信号 $\cos \phi$ 、 $\sin \phi$ は、位相補正信号となるものである。

【0011】検波回路の前半部52の出力の信号I'、Q'は、続いて検波回路の後半部において逆拡散と位相補正を受ける。その回路を図15に示す。同図左上のパイロット信号逆拡散部21において、信号I'、Q'は、両者とも拡散符号発生部25の拡散符号信号PN-IP及び拡散符号信号PN-QPで逆拡散され、パイロット信号が抽出される。抽出されたパイロット信号は、続いて加算、減算されて、チップレートの $\cos \phi$ の信号 $\cos \phi_1$ 及び $\sin \phi$ の信号 $\sin \phi_1$ になる。両信号は、アキュムレータ41でシンボルレートに変換されて、それぞれ前段階の位相補正信号 $\cos \phi_2$ 、 $\sin \phi_2$ となる。同補正信号は、平均化部43で平均化され、雑音が軽減された最終段階の位相補正信号 $\cos \phi$ 、 $\sin \phi$ となる。

【0012】平均化部43の回路構成の例を図16に示す。430～433は、信号を1シンボルの期間だけ遅延させる遅延ゲート（Ds）で、この例では連続する3シンボルの値が加算器235、236で加算されて平均化される。これによって雑音が軽減されて位相補正信号 $\cos \phi$ 、 $\sin \phi$ が得られる。なお、平均化部43の平均化に要する遅延時間（平均化遅延時間）Tは、平均化に用いるシンボルの数をNとして

$$T = Ds \times (N - 1) / 2$$

で示される。

【0013】次に、データについては、図15の左下のデータ逆拡散部42において、信号I'、Q'が共にI信号用の拡散符号信号PN-ID、Q信号用の拡散符号信号PN-QDで逆拡散され、四つの信号が抽出される。チップレートの四信号は、次にアキュムレータ44でシンボルレートに変換され、信号D₁～D₄になる。続いて信号D₁～D₄は、図17に示したデータ遅延部48で各々平均化部43の平均遅延時間Tだけ遅延され、信号D₁'～D₄'となる。なお、データ遅延部48を各信号毎に遅延時間が1シンボルの期間の遅延ゲート（Ds）の従属接続で構成する場合、その接続段数Mは

$$M = (N - 1) / 2$$

になる。上記例では、N=3であるからM=1であり、データ遅延部48の遅延ゲート480～483は、各々1シンボル遅延ゲート（Ds）1段で構成される。

【0014】信号D₁'～D₄'は、位相補正部49に供

給され、補正信号 $\cos \phi$ 、 $\sin \phi$ によって位相回転が補正される。位相補正部49の回路構成の例を図18に示す。同部は、信号 D_1' 、 D_4' を補正信号 $\cos \phi$ で、信号 D_2' 、 D_3' を補正信号 $\sin \phi$ で乗算し、更に加算、減算することにより受信データの直交軸を $-\phi$ だけ位相回転させる。これによって補正が行なわれる(図14において、 ϕ を零にする)。このようにして、元の信号 I 、 Q が復元され、QPSK復調(図示せず)を経てデータが復元される。

【0015】しかし、従来の検波回路においては、復元された信号 I 、 Q に対して水晶発振器60(図13右側参照)の周波数精度の影響が避けられないという問題点があった。移動端末機で使用する発振器60は、同端末機が主に一般利用者用であるために実用上ある程度周波数誤差を含んだものとせざるを得ない。周波数誤差を含んだままのデータ復調において、平均遅延時間 T に亘って位相が一定であると見なされないほど周波数誤差がある場合は、正しい補正信号を得ることができなくなり、検波後のデータのビット誤り率が劣化する。一方、それを避けて平均遅延時間 T を短くすると、周波数誤差の影響は減少するが回線雑音の影響を受けやすくなるという問題点が生じる。

【0016】次に、上り回線(移動端末機から基地局への回線)において、前記した水晶発振器60出力の搬送波 C_M は、移動端末機の変調回路における無線周波直交変調用と併用して用いられることが多い。その場合に、移動端末機が送信し基地局で受信する信号に、フェージング等による位相誤差のほか、同発振器による周波数誤差が含まれることになる。そのため、基地局の検波で周波数誤差に基づくビット誤り率の劣化が避けられない問題があった。

【0017】更に、そのような問題点があるために、標準よりもビットレートの低いデータを送信する場合、従来は、米国のデジタル無線通信の標準規格IS(Interim Standard)-95にみられるように、拡散比を変更せずにデータをバースト的に伝送する方法が採用されていた。同方法において、標準のビットレートの $1/r$ のビットレートのデータを送る場合、データは時間的に $1/r$ に圧縮される。圧縮された信号は、一定の期間毎に区切られてバースト信号になり、バースト信号が間歇的に送られる。

【0018】その例を図19に示した。同図において、横軸が時間、縦軸が送信電力を表わし、140は、標準のビットレートのデータの無線信号波形、141、142、143は、それぞれビットレートがその $1/2$ 、 $1/4$ 、 $1/8$ のデータの無線信号波形である。バースト信号の配列数がビットレートに応じて変化している。そして、どのバースト信号もそのビットレートは前記時間圧縮により標準のビットレートで一定になっている。従って、どのバースト信号もシンボルレートは一定であ

り、その結果、拡散比は変更されない。

【0019】このようにするのは、次の理由による。もし、圧縮が行なわれないと、1シンボルの期間はデータレートが低くなるに従って長くなる。一方、復調の平均化部43(図15参照)で用いるシンボル数 N は、雑音低減の観点から、ビットレートの高、低に拘らず概ね同一数である。従って平均化遅延時間 T は、データレートが低くなるに従って長くなる。遅延時間 T が長くなると、上述したように周波数誤差によるビット誤り率が劣化し、低ビットレートほどその度合いが高まる。このような不都合を避けるために、前記したシンボルレートを一定にする方法の採用が必須となる。そのために移動端末機の回路が複雑になり、回路の簡略化が特に要請される移動端末機にとって問題が大きい。

【0020】

【発明が解決しようとする課題】本発明の目的は、従来技術の前記問題点を解決し、ビット誤りが少ない安定した受信を可能にする改良されたCDMA方式移動通信システムを提供することにある。

【0021】

【課題を解決するための手段】本発明の前記課題は、無線周波直交復調器に搬送波を供給する回路として電圧制御発振器を採用し、かつ、前段階位相補正信号から周波数誤差を検出して同発振器への制御信号を同誤差から生成する周波数制御部を設けることによって効果的に解決することができる。周波数制御部は、前段階位相補正信号と同信号の所定の遅延時間前の信号とから周波数誤差に基づく位相変化分を抽出する回路と同位相変化分を積分して結果を前記制御信号として出力する積分回路とで実現することができる。

【0022】前記電圧制御発振器と周波数制御部の動作により、位相変化分を零に近づける制御ループが検波回路の中に形成されるので、周波数誤差が抑圧される。発振器の周波数が基地局の発振器と同等に高精度化され、周波数誤差による位相のずれが著しく低減されるので、ビット誤りが少ない安定した検波方式を実現することができる。

【0023】なお、前記所定の遅延時間は、前段階位相補正信号を入力して位相補正信号を出力する平均化部の平均化に要する遅延時間を越えない範囲に設定されていることが望ましい。

【0024】また、移動端末機の無線周波直交変調器に与える搬送波を前記電圧制御発振器から供給することが望ましい。基地局に送られる無線信号の周波数が高精度化されるので、基地局においてビット誤りが少ない安定したパイロット信号利用同期検波を実現することができる。更に、移動端末機がビットレートの低いデータを送信する場合に、拡散符号のチップレートを一定にし、データを時間的に圧縮することなく拡散比を変えて送信することが可能となる。このようなデータの伝送は、回路

構成を変更することなく回路定数をデータのシンボルレートに応じて変更することによって容易に実現することができる。

【0025】

【実施例】以下、本発明に係るCDMA方式移動通信システム及び検波方式を図面に示した幾つかの実施例を参照して更に詳細に説明する。なお、図1～図12及び先に示した図13～図18における同一の記号は、同一物又は類似物を表示するものとする。

【0026】<実施例1>本発明に係るCDMA方式移動通信システムの全体構成を図1に示す。基地局は、複数の移動端末機へ送信を行なうものであるが、同図では、一つの移動端末機を対象にした構成を示した。図1の左半分において、1は基地局、51は変調回路、91は拡散符号発生部、54は無線周波直交変調器、61は温度補償型水晶発信器、58は、無線送信信号と無線受信信号を分離するサーキュレータ、12は検波回路の前半部、62は無線周波直交復調器、64は低域濾波器、I、Qは、送信するデータのそれぞれ同相成分信号及び直交成分信号、PN-ID、PN-QDは、発生部91出力のそれぞれ信号I用の拡散符号信号及び信号Q用の拡散符号信号、I₁'、Q₁'は、検波回路前半部12出力の拡散を受けているそれぞれ同相成分信号及び逆相成分信号、C_Bは発振器61出力の搬送波を示し、55は無線伝送路を示す。

【0027】更に、同図の右半分において、2は移動端末機、52は検波回路の前半部、59は、無線受信信号と無線送信信号を分離するサーキュレータ、57は無線周波直交復調器、56は低域濾波器、63は電圧制御発振器、C_Mは発振器63出力の搬送波、AFCは、発振器63の周波数を制御するための制御信号、70は、制御信号AFCを生成する周波数制御部、COS ϕ_2 、SIN ϕ_2 は、後述する前段階の位相補正信号、I'、Q'は、検波回路前半部52出力の拡散を受けているそれぞれ同相成分信号及び逆相成分信号、11は変調回路、25は拡散符号発生部、66は無線周波直交変調器、I₁、Q₁は、移動端末機が基地局へ送信するデータのそれぞれ同相成分信号及び直交成分信号、PN-ID、PN-QDは、発生部25出力のそれぞれ信号I₁用の拡散符号信号及び信号Q₁用の拡散符号信号を示す。

【0028】はじめに、基地局1がデータ及びパイロット信号を移動端末機2に送信して下り回線を形成する場合を説明する。変調回路51は、図13に示した従来回路とほぼ同じ構成である。送信するデータは、QPSK変調器（図示せず）を経て信号I、Qとなる。同信号は、拡散符号信号PN-ID、PN-QDで拡散を受ける。拡散された信号は、無線周波直交変調器54を経て相互に直交する無線周波数帯域の信号となり、サーキュレータ58を経てアンテナから送信される。変調器54に温度補償型水晶発信器61から搬送波C_Bが供給される。

【0029】また、図示を省略したが、パイロット信号は、データの場合と同じチップレートの拡散符号信号PN-IDからなる信号I_pと、拡散符号信号PN-QDからなる信号Q_pで構成される。両者は、データの場合と同じ搬送波C_Bによって無線周波直交変調を受け、相互に直交する信号となってデータと同じ無線周波数帯域で送信される。

【0030】図2に基地局1が送信する無線周波数帯域の信号を示す。同図において、92は、パイロット信号の無線周波数帯域信号、93は、データの無線周波数帯域信号を示す。信号93の移動端末機52向けにデータ2を付し、その他の移動局向けの信号をデータ1_pで示した。データ1_pの信号は、それぞれ別の拡散符号信号で拡散される。

【0031】このようにして、データおよびパイロット信号が同一の無線周波数帯域で送信され、移動端末機2で受信される（図1の右半分参照）。受信信号は、サーキュレータ59を経て無線周波直交復調器57に供給される。復調器57の出力信号は、低域濾波器56により高調波成分が除去され、信号I'、Q'となる。復調器57に与える搬送波C_Mを供給する回路として電圧制御発振器63を用いた。

【0032】信号I'、Q'は、検波回路後半部で逆拡散と位相補正を受け、元の信号I、Qが復元される。検波回路後半部を図3に示した。アキュムレータ41の出力端子に周波数制御部70の入力端子が接続され、前段階位相補正信号COS ϕ_2 、SIN ϕ_2 が制御部70に供給される。図3のこの接続以外は、図15に示した従来回路と同一である。従来回路と同一の部分は、説明を省略する。

【0033】発振器63（図1の右半分参照）は、発振周波数を決定する素子に可変容量ダイオードを用いる一般的な回路で構成した（図示せず）。同ダイオードに制御信号AFCが供給されてその容量値が変わり、発振周波数が制御される。

【0034】制御信号AFCを出力する周波数制御部70は、発振器63の周波数誤差によって、位相ずれ ϕ が1シンボルの期間前後の位相変化分として $\Delta\phi$ だけずれるのを検出し、そのsin成分を積分器に供給し、積分器から制御信号を出力するものである。図4にその回路構成を示す。図4において、701、702は、遅延量が1シンボルの期間の遅延ゲート（Ds）、705、706は乗算器、707は減算器、708は逆倍器、709は積分器を示す。

【0035】信号COS ϕ_2 、SIN ϕ_2 がそれぞれ遅延ゲート700、701で遅延され、1シンボル遅延した信号COS($\phi + \Delta\phi$)₂と信号SIN ϕ_2 が乗算器706により乗算される。また、1シンボル遅延したSIN($\phi + \Delta\phi$)₂と信号COS ϕ_2 が乗算器705により乗算される。減算器707により乗算結果の後者から前者

が減算されて、誤差 $\sin \Delta \phi$ を表わす信号 $SIN \Delta \phi$ が得られる。なお、 $\Delta \phi \ll \pi/4$ のときに、 $\sin \Delta \phi$ はほぼ $\Delta \phi$ と等しくなる。信号 $SIN \Delta \phi$ は、過倍器708で所定のループゲインが得られるように過倍され、積分器709で積分されて制御信号AFCになる。

【0036】図1に示した制御部70、発振器63、無線周波直交復調器57及び図3に示した逆拡散部21とアキュムレータ41は、一巡する制御ループを形成し、積分器709が信号 $SIN \Delta \phi$ を積分して、同信号が零に近づくように動作する。従って、周波数誤差が抑圧され、発振器の周波数が基地局の発振器と同等に高精度化される。

【0037】なお、位相変化分 $\Delta \phi$ は、フェージングによる位相誤差によっても発生する。しかし、フェージングによる変化は、周波数誤差によるものに比べて一般に極めて遅く従って極めて僅かで、1シンボルの期間前後では、 $\Delta \phi$ は周波数誤差によってのみ生じるとして差し支えない。

【0038】ここでは制御部70の処理を1シンボルの期間で行なう例を説明したが、周波数誤差が同期間の範囲では非常に小さい場合は、連続した複数シンボルの期間の範囲を使った処理が適用可能である。この場合の期間は、平均化部43（図16参照）における平均化遅延時間 T を越えないようにする必要がある。

【0039】また逆に、周波数誤差が1シンボルの期間の範囲で大きくなる場合は、シンボルレートよりも速い処理が必要となる。図5にシンボルレートより速い処理を実行する周波数制御部70の例を示す。図5において、710、711は符号抽出部、712、713は、遅延時間が1シンボルの期間よりも短い遅延ゲート、714、715は排他的論理和ゲート、718は差動積分器を示す。符号抽出部710、711は、それぞれ信号 $COS \phi_2$ 、 $SIN \phi_2$ のプラスか、マイナスかの符号（サイン）を抽出する。同符号は、ずれ ϕ によって図14に示したパイロット信号が座標の象限を移動するのを示すものとなる。例えば ϕ が180度から270度の範囲になると受信点は第3象限に移り、信号 $COS \phi_2$ 、 $SIN \phi_2$ はマイナスになる。符号抽出部710、711は、同信号がプラスなら周波数誤差が無“0”、マイナスなら周波数誤差が有り“1”と判断して、その“0”及び“1”をそれぞれ符号信号 $\cos\text{-flag}$ 、 $\sin\text{-flag}$ として出力する。

【0040】次に、符号信号 $\cos\text{-flag}$ と遅延ゲート713を通った符号信号 $\sin\text{-flag}$ をゲート714に供給し、符号信号 $\sin\text{-flag}$ と遅延ゲート712を通った符号信号 $\cos\text{-flag}$ をゲート715に供給する。ゲート714、715の出力信号を差動積分器718に供給する。積分器718は、ゲート714の出力が“1”のときに発振器63の周波数を上げるように制御する電圧を、ゲート715の出力が“1”のときに基準周波数を下げるように

制御する電圧を制御信号AFCとして出力する。この例のように、シンボルレートよりも速い処理が必要な場合に、演算に時間がかかる乗算器を使用しない高速の周波数制御部を実現することが可能になる。

【0041】以上の電圧制御発振器63、二種の周波数制御部70は、いずれも一般的な半導体集積化回路で構成することが可能であり、主に一般利用者用である移動端末機への使用に好適である。

【0042】次に、図1に戻り、移動端末機2がデータ及びパイロット信号を基地局1に送信して上り回線を形成する場合を説明する。送信するデータは、QPSK変調（図示せず）を経て信号 I_1 、 Q_1 となる（図1右下参照）。同信号は、それぞれ拡散符号発生部25の拡散符号信号 $PN\text{-}ID$ 、 $PN\text{-}QD$ で拡散を受ける。拡散された信号は、無線周波直交変調器66を経て相互に直交する無線周波数帯域の信号となり、サーキュレータ59を経てアンテナから送信される。変調器66に電圧制御発信器61から搬送波 C_M を供給した。

【0043】また、パイロット信号の送信については、同信号をデータと時分割で多重化する方法を採用した。本方法では、信号 I_1 、 Q_1 がデータとパイロット信号が多重化された信号となり、データ及びパイロット信号が共に拡散符号信号 $PN\text{-}ID$ 、 $PN\text{-}QD$ で拡散される。図6にそのよう多重化信号の無線周波数帯域信号を示した。94はパイロット信号の部分、95はデータの部分である。

【0044】基地局1のアンテナで受信された信号は、検波回路前半部51（図1左下）において、サーキュレータ58を経て無線周波直交復調器62に供給される。復調器62の出力信号は、低域濾波器64により高調波成分が除去され信号 I_1' 、 Q_1' となる。復調器62に発振器61から搬送波 C_B を供給した。信号 I_1' 、 Q_1' は、次に説明する検波回路の後半部において逆拡散と位相補正を受けて信号 I_1 、 Q_1 に復元される。

【0045】図7に基地局1の検波回路後半部を示す。図7において、80は、受信信号逆拡散部、91は拡散符号発生部、82はアキュムレータ、83は、前段階位相補正信号 $COS \phi_2$ 、 $SIN \phi_2$ を抽出する位相補正信号抽出部、84は、抽出部83の信号 $COS \phi_2$ 、 $SIN \phi_2$ を受けて位相補正信号 $COS \phi$ 、 $SIN \phi$ を出力する平均化部、85は、シンボルレートに変換された信号からデータ部分の信号を抽出するデータ抽出部、103は抽出されたデータを平均化部84の平均化遅延時間だけ遅延させるデータ遅延部、88は、遅延部103出力のデータの位相回転を行ない、信号 I_1 、 Q_1 を出力する位相補正部を示す。

【0046】受信信号逆拡散部80は、受信信号 I_1' 、 Q_1' の各々を拡散符号発生部91出力の拡散符号信号 $PN\text{-}ID$ 、 $PN\text{-}QD$ の双方で逆拡散する。得られたチップレート四信号は、アキュムレータ82でシンボ

ルレートに変換され、信号 A_1 ～信号 A_4 となる。信号 A_1 に信号 A_4 を加算した信号（パイロット信号の \cos 成分が含まれる）及び信号 A_3 に信号 A_2 を減算した信号（パイロット信号の \sin 成分が含まれる）が位相補正信号抽出部83に供給される。抽出部83は、時分割多重化されている同信号からパイロット信号部分のみの信号を抽出し、前段階の位相補正信号 $\cos \phi_2$ 、 $\sin \phi_2$ を出力する。平均化部84は、同信号の複数シンボルを平均化し、データの位相回転に用いる位相補正信号 $\cos \phi$ 、 $\sin \phi$ を出力する。

【0047】前記信号 A_1 ～ A_4 は、更にデータ抽出部85に送られる。抽出部85は、時分割多重化されている同信号からデータ部分のみの信号を抽出する。得られた四信号からなるデータは、データ遅延部103に送られる。遅延部103は、供給された四信号の各々を遅延させ、データ D_1' ～ D_4' を出力する。位相補正部88の回路構成は、図17に示したものと同一である。

【0048】本実施例において、補正信号 $\sin \phi$ 、 $\cos \phi$ による位相回転の値を次のように設定した。図8にシンボル単位で表した受信信号の構成を示す。hシンボルのパイロット信号とjシンボルのデータを交互に配列している。まず平均化部84においてパイロット信号98のhシンボルの平均化とパイロット信号100のhシンボルの平均化をそれぞれ行う。それらの値からそれぞれ ϕ_{h1} 、 ϕ_{h2} の位相回転量が求まる。そして、データ99のシンボル毎の位相回転量として、s番目（ $s=1 \sim j$ ）のシンボルに対し

$$\phi_{h1}(1-s/h) + \phi_{h2}(s/h)$$

とした。このように、データの前後のパイロット信号を反映させて位相回転させた。このため、データを後のパイロット信号が受信されるまで遅延させる必要がある。従って、平均化遅延時間、即ち遅延部103の遅延時間は、データ99のjシンボル分の期間にパイロット信号100のhシンボル分の期間を加えた時間とした。

【0049】以上に説明した上り回線において、移動端末機2の無線周波直交変調器66（図1右下）に電圧制御発振器63出力の高精度化した搬送波 C_M を供給しているので、基地局1において周波数誤差の問題が回避され、安定した検波を実現することができた。そのことから更に、移動端末機2が標準よりもビットレートの低いデータを送信する場合に、拡散符号のチップレートを変えずに一定とする拡散方式を採用することが可能となった。データのビットレートが標準の場合の拡散比をkとして、ビットレートがその $1/b$ （ $b \geq 1$ ）の場合の拡散比をbkに変化させる。

【0050】図9に、ビットレートが異なる場合の送信信号を示す。図9の横方向に時間、縦方向に送信電力をとり、160は、標準ビットレートを拡散比kで伝送する場合、161は、その $1/2$ のビットレートのデータを拡散比2kで伝送し、電力を標準ビットレートの場合

の $1/2$ で送信する場合、162は、 $1/4$ のビットレートを拡散比4k、電力 $1/4$ で送信する場合、163は、 $1/8$ のビットレートを拡散比8k、電力 $1/8$ で送信する場合をそれぞれ示した。このようにビットレートの異なるデータを伝送する場合、回路構成を変更することなく回路定数をデータのビットレートに応じて変更してCDMA通信を実施した。

【0051】<実施例2>上り回線において、パイロット信号用の拡散符号を移動端末機の個々に別に割り当て、同符号を使ってパイロット信号を送信する例を実施した。データの送信は、図1の右半分に示した変調回路11を用いて行なった。パイロット信号は、図示していないが、チップレートがデータの場合と同じ拡散符号信号 P_N-IP からなる信号 I_P と拡散符号信号 P_N-QP からなる信号 Q_P をもって構成される。両者は、データの無線周波直交変調に用いるのと同じ搬送波 C_M によって無線周波直交変調を受け、相互に直交する信号となってデータと同じ無線周波数帯域で送信される。

【0052】図10に移動端末機2が送信する無線周波数帯域の信号を示した。同図において、96はパイロット信号、97はデータのそれぞれ無線周波数帯域信号を示した。パイロット信号は、データに比べて小さい電力で送信した。この送信信号を受信する基地局1を図1の左下に示した検波回路前半部及び図3に示した検波回路後半部を用いて構成した。

【0053】移動端末機2の変調回路11において、無線周波直交変調に高精度化した搬送波 C_M を用いているので、基地局1において、周波数誤差の問題が回避され、安定した検波を実現することができる。

【0054】<実施例3>前段階の位相補正信号をデータの位相回転変動から求め、パイロット信号を用いずに周波数制御を行なうCDMA方式移動通信システムの例を実施した。本実施例では、基地局1において送信するデータに対してBPSK（Binary Phase Shift Keying）変調を施した。同変調を経て信号 I_B 、 Q_B を得た。同信号に対する基地局1の変調回路及び移動端末機2の検波回路前半部は、図1に示したものと同一である。移動端末機2の検波回路後半部を図11に示す。同図において、45は仮判定部、 $\cos \phi'$ 、 $\sin \phi'$ は、データから抽出した仮判定部45への入力信号、 $\cos \phi''$ 、 $\sin \phi''$ は、仮判定部45出力の前段階位相補正信号を示す。

【0055】同図のデータ逆拡散部42、拡散符号発生部25、アキュムレータ44、平均化部43、データ遅延部48、位相補正部49、周波数制御部70は、実施例1の図3及び図4で用いたのと機能が同一のものである。信号 $\cos \phi''$ 、 $\sin \phi''$ は、電圧制御発振器63（図1参照）の制御信号AFCを生成する周波数制御部70に供給され、同時に位相補正信号 $\cos \phi$ 、 $\sin \phi$ を生成する平均化部43に供給される。

【0056】図11に示した移動端末機2の検波回路後半部において、検波回路前半部52（図1右半分）出力の信号 I_B' 、 Q_B' は、データ逆拡散部42においてそれぞれ信号 I_B 用拡散符号信号 P_N-ID 及び信号 Q_B 用拡散符号信号 P_N-QD で逆拡散された後キュムレータ44でチップレートからシンボルレートに変換され、信号 $D_1 \sim D_4$ となる。信号 D_1 に信号 D_4 が加算されてデータのcos成分信号 $COS\phi'$ が取り出され、信号 D_3 に信号 D_2 が減算されてデータのsin成分信号 $SIN\phi'$ が取り出される。信号 $COS\phi'$ 、 $SIN\phi'$ は、仮判定部45に供給される。

【0057】データは、シンボル毎に“1”、“0”の変化又は無変化を繰り返すものであるから（なお、パイロット信号は変化せず常に一定である）、信号 $COS\phi'$ 、 $SIN\phi'$ がデータの変化によって1シンボルで位相が共に同時に反転している場合に、同位相反転をもとに戻し、同入力信号をあたかも位相が変化せず一定であるような信号をつくと、パイロット信号を用いて得たのと同等の前段階の位相補正信号を得ることができる。仮判定部45は、そのような信号生成の機能を持たせたものである。

【0058】図12に仮判定部45の回路構成を示す。同図において、182、183、189は、遅延時間が1シンボルの期間の遅延ゲート（Ds）、184、185は乗算器、180は加算器、186は符号（サイン）抽出部、181は排他的論理和ゲート、187、188は符号反転部を示す。

【0059】信号 $COS\phi'$ とその1シンボル前の $COS\phi'$ との積が加算器180に供給され、同時に信号 $SIN\phi'$ とその1シンボル前の $SIN\phi'$ との積が加算器180に供給される。続いて、加算結果が符号（サイン）抽出部186に供給される。同部から信号 $COS\phi$ 、 $SIN\phi$ の同時位相反転の有無が出力される。

【0060】抽出部186の出力信号は、排他的論理和ゲート181に供給され、また同ゲートには1シンボル前の同ゲート出力信号が入力される。同ゲートは、1シンボルの前後で、同時位相反転が無から有に又はその逆の場合に“1”を出力し、位相反転が前後でいずれも無又は有（1シンボルの前後で連続して有であればもとに戻ったことになる）の場合に“0”を出力する。符号反転部187、188は、排他的論理和ゲート181の出力が“1”のときに、入力信号 $COS\phi'$ 、 $SIN\phi'$ を共に同時に反転して出力し、“0”のときには反転せず、そのまま出力する。以上の結果、信号 $COS\phi'$ 、 $SIN\phi'$ がそれぞれ前段階位相補正信号 $COS\phi$ 、 $SIN\phi$ になる。

【0061】周波数制御部70の構成及び動作は、実施例1、2の場合と同じであり、補正信号 $COS\phi$ 、 $SIN\phi$ から電圧制御発信器63を制御する制御信号AFCを出力することができる。本実施例によって、逆拡散

後のデータの位相回転の補正と周波数制御発信器63の精度確保をパイロット信号を用いた場合と同様とすることができ、基地局1及び端末移動端末機2における安定な検波と、移動端末機2における拡散比選択のデータ送信を実現することができた。

【0062】なお、実施例1～実施例3において、拡散前の変調にQPSK変調方式又はBPSK変調方式を採用したが、本発明は、無線周波変復調に用いる搬送波を高精度化するものであるから、拡散前の変調方式に依存せずに用いることが可能である。従って、拡散前にどのような変調方式が採用されても差し支えなく、同期検波及び遅延検波のいずれにおいても安定な検波を実現することができる。

【0063】

【発明の効果】本発明によれば、逆拡散して得られるパイロット信号を用いて周波数誤差を検出し、同誤差が零になるように搬送波の周波数が制御されるので、移動端末機においてビット誤りが少ない安定した検波を実現することができる。また、同じ搬送波を用いて無線直交変調が行なわれるので、基地局においても、ビット誤りが少ない安定した検波を実現することができる。更に、移動端末機からビットレートが低いデータを送信する場合に、拡散比をビットレートに応じて選択することが可能となる。これによって、回路を複雑にする拡散比一定化の処理を回避することができる。以上により、実用性を高めた高性能のCDMA方式移動通信システムの構築が可能となる。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明に係るCDMA方式検波回路及びそれを用いた移動通信システムの第1の実施例を説明するための回路構成図。

【図2】第1の実施例の基地局における送信信号のパイロット信号とデータの関係を示す図。

【図3】第1の実施例に用いる検波回路後半部を説明するための回路構成図。

【図4】第1の実施例に用いる周波数制御部を説明するための回路構成図。

【図5】第1の実施例に用いる周波数制御部を説明するための回路構成図。

【図6】第1の実施例の移動端末機における送信信号のパイロット信号とデータの関係を示す図。

【図7】第1の実施例の基地局の検波回路後半部を説明するための回路構成図。

【図8】第1の実施例の移動端末機における送信信号のパイロット信号とデータの関係を示す図。

【図9】第1の実施例の移動端末機のデータの伝送を説明するための図。

【図10】本発明の第2の実施例の移動端末機における送信信号のパイロット信号とデータの関係を示す図。

【図11】本発明の第3の実施例の基地局に用いる検波

回路後半部を説明するための回路構成図。

【図 1 2】図 1 1 に示した検波回路後半部に使用する仮判定部を説明するための回路構成図。

【図 1 3】従来の基地局の変調回路及び移動局の検波回路前半部を説明するための回路構成図。

【図 1 4】受信点の位相回転を示す図。

【図 1 5】従来の移動端末機の検波回路後半部を説明するための回路構成図。

【図 1 6】検波回路後半部に用いる平均化部を説明するための回路構成図。

【図 1 7】検波回路後半部に用いるデータ遅延部を説明するための回路構成図。

【図 1 8】検波回路後半部に用いる位相補正部を説明するための回路構成図。

【図 1 9】従来の移動端末機のデータの伝送を説明するための図。

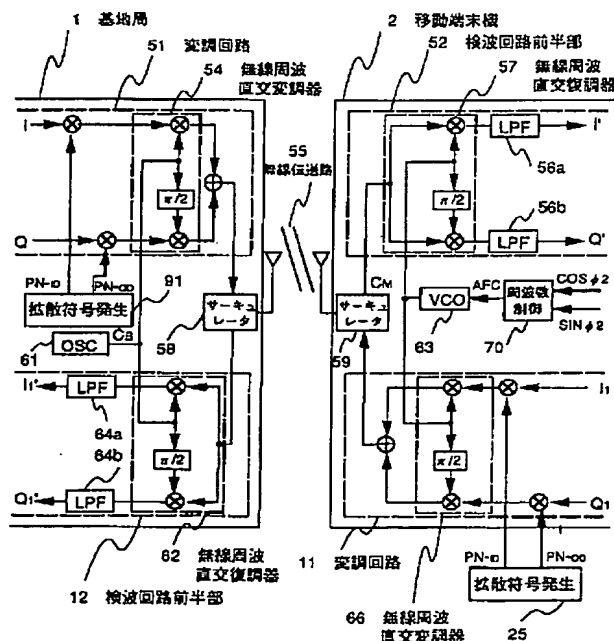
【符号の説明】

- 1 … 基地局
- 2 … 移動端末機
- 1 1, 5 1 … 変調回路
- 1 2, 5 2 … 検波回路前半部
- 2 1 … パイロット信号逆拡散部
- 2 5, 9 1 … 拡散符号発生部
- 4 2 … データ逆拡散部

- 4 3, 8 4 … 平均化部
- 4 5 … 仮判定部
- 4 9, 8 8 … 位相補正部
- 5 4, 6 6 … 無線周波直交変調器
- 5 7, 6 2 … 無線周波直交復調器
- 6 0 … 水晶発振器
- 6 1 … 温度補償型水晶発振器
- 6 3 … 電圧制御発振器
- 7 0 … 周波数制御部
- 8 0 … 受信信号逆拡散部
- 8 3 … 位相補正信号抽出部
- 8 5 … データ抽出部
- 1 8 6, 7 1 0, 7 1 1 … 符号抽出部
- 1 8 7, 1 8 8 … 符号反転部
- 7 0 9, 7 1 8 … 積分器
- PN-ID, PN-QD … データ用拡散符号信号
- PN-IP, PN-QP … パイロット信号用拡散符号信号
- C_B, C_M … 搬送波
- AFC … 制御信号
- I … 同相成分信号
- Q … 直交成分信号
- I' … 検波回路前半部出力の同相成分信号
- Q' … 検波回路前半部出力の直交成分信号
- COS ϕ , SIN ϕ … 位相補正信号

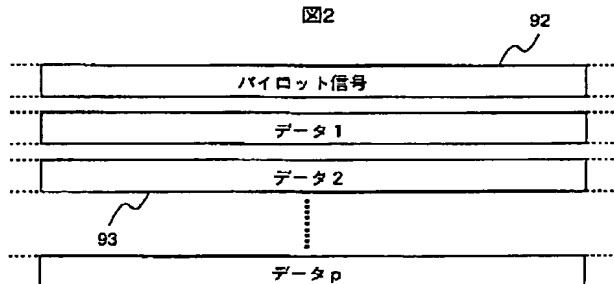
【図 1】

図 1



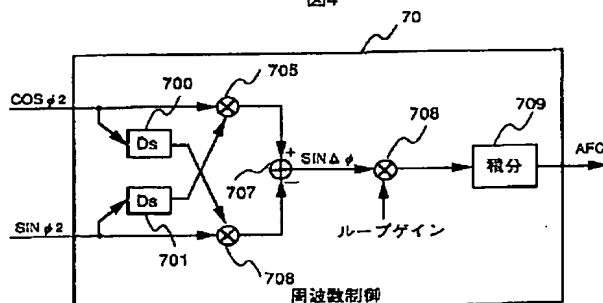
【図 2】

図 2

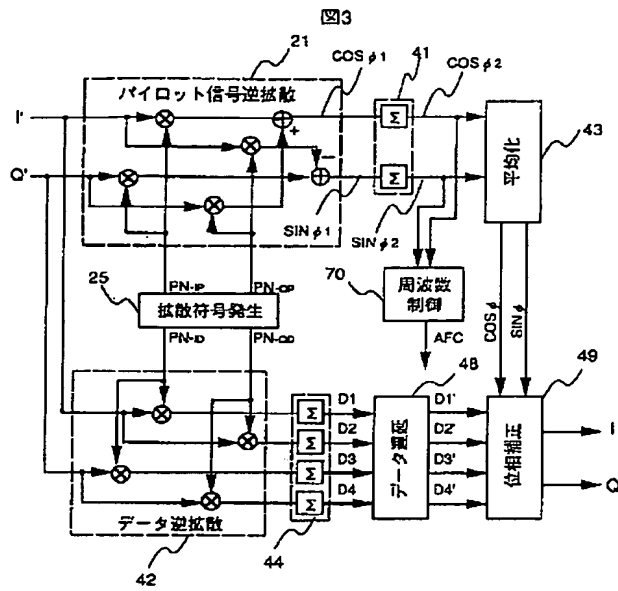


【図 4】

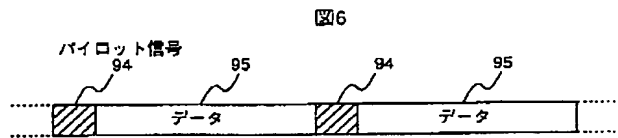
図 4



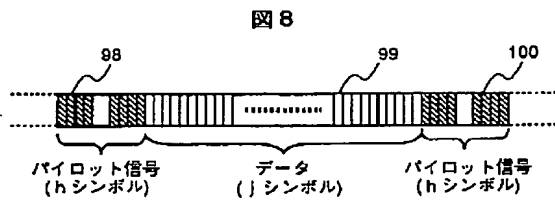
【図3】



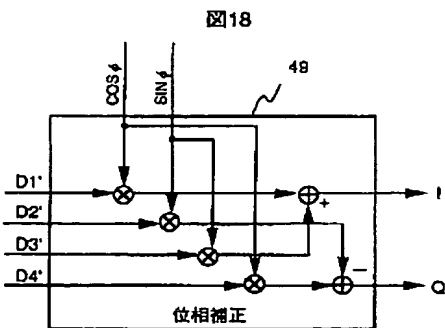
【図6】



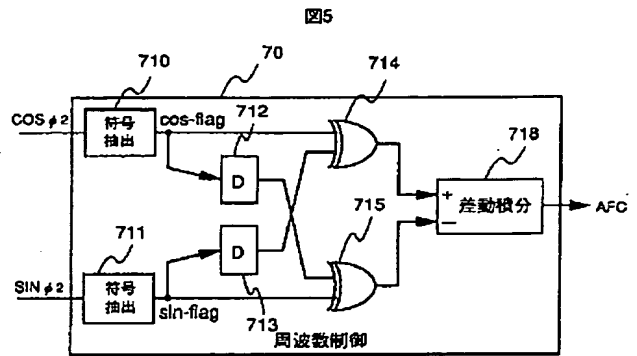
【図8】



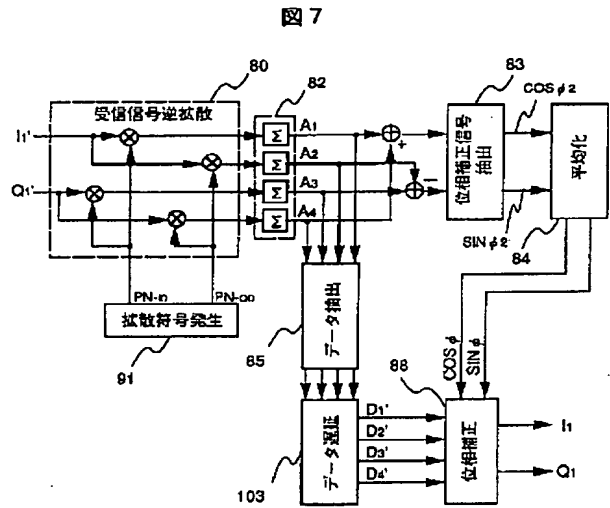
【図18】



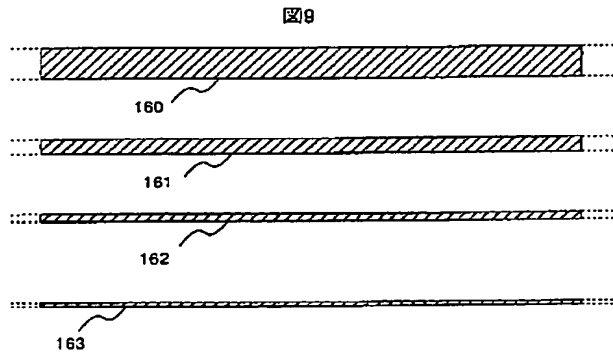
【図5】



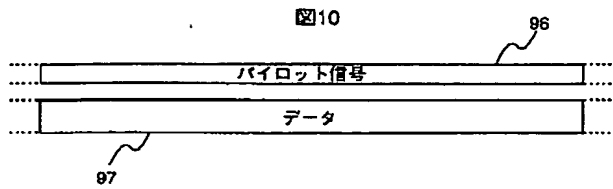
【図7】



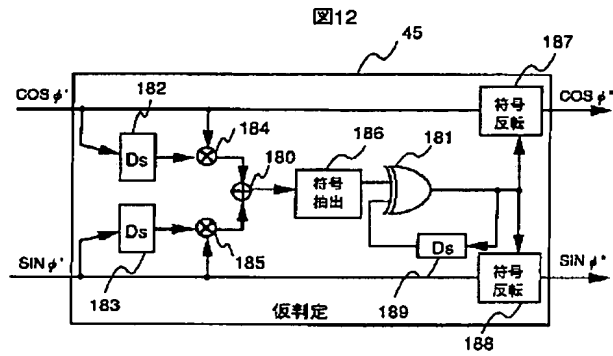
【図9】



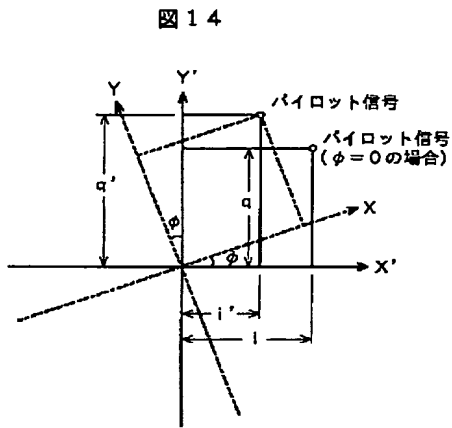
【図10】



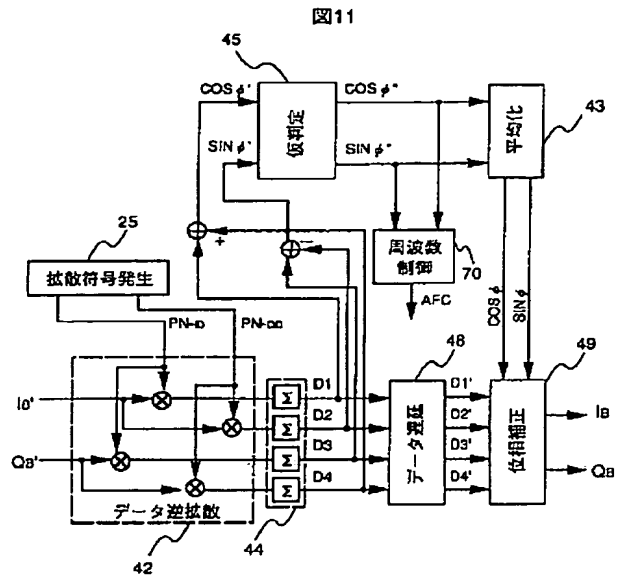
【図12】



【図14】

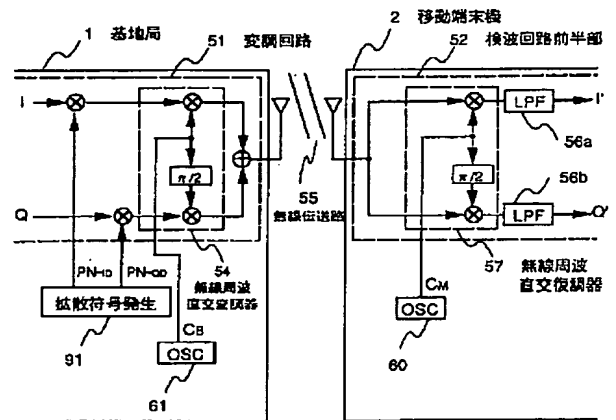


【図11】



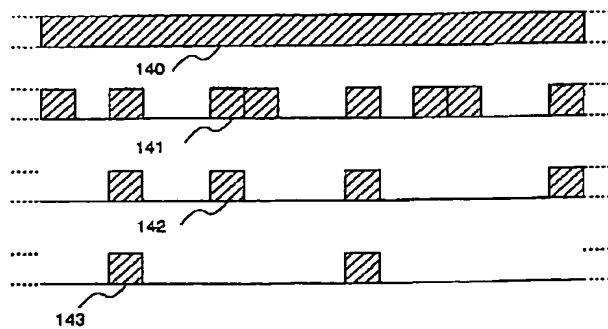
【図13】

図13

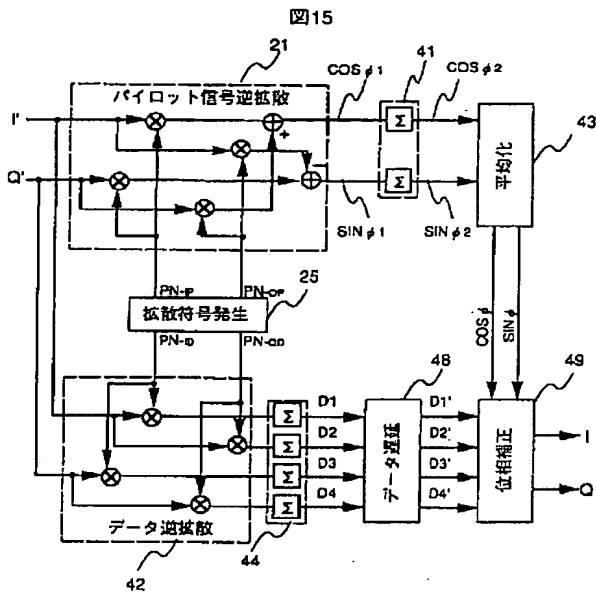


【図19】

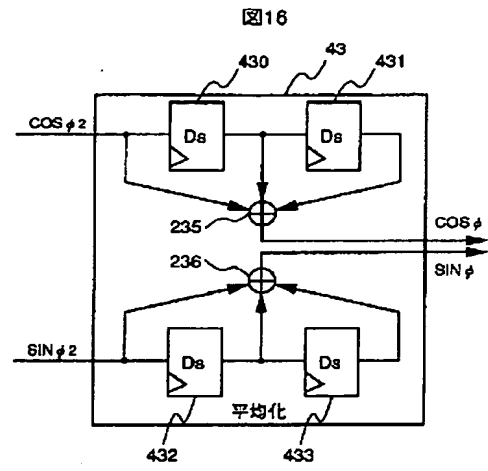
図19



【図15】



【図16】



【図17】

